

nal (intermediate frequency), and a demodulator pulse signal whose frequency and/or phase is a measure of the frequency and/or phase of the intermediate frequency signal from the intermediate frequency signal. The circuit arrangement comprises a control signal production branch for deriving the control signal from the demodulator pulse signal, an interruption signal production branch for deriving an interruption signal from the data signal during the time intervals in which the data signal changes its value, and an interruption stage which suppresses the derivation of a value for the control signal from the demodulator pulse signal when the interruption signal occurs. This circuit arrangement prevents corruption of the control signal during the time intervals in which the data signal changes its value.

# (57) Zusammenfassung

Beschrieben wird eine Schaltungsanordnung zum Erzeugen eines Steuersignals für einen steuerbaren Oszillator einer Empfangsanordnung, welche eingerichtet ist zum Herabmischen eines wenigstens zwei vorbestimmte Eingangsfrequenzen aufweisenden, FSK-modulierten Eingangssignals mit einer vom steuerbaren Oszillator abgegebenen Schwingung in ein Zwischenfrequenzsignal sowie zum Ableiten eines Datensignals, dessen Augenblickswert sich aus der Frequenz des Zwischenfrequenzsignals (Zwischenfrequenz) bestimmt, und eines Demodulator-Impulssignals, dessen Frequenz und/oder Phase ein Maß für die Frequenz und/oder Phase des Zwischenfrequenzsignals ist, aus dem Zwischenfrequenzsignal, mit einem Steuersignal-Erzeugungszweig zum Ableiten des Steuersignals aus dem Demodulator-Impulssignal, mit einem Unterbrechungssignal-Erzeugungszweig zum Ableiten eines Unterbrechungssignals aus dem Datensignal während der Zeitintervalle, in denen dieses seinen Wert ändert, sowie mit einer Unterbrechungsstufe, durch die beim Auftreten des Unterbrechungssignals das Ableiten eines Wertes für das Steuersignal aus dem Demodulator-Impulssignal unterdrückt wird. Durch diese Schaltungsanordnung werden Verfälschungen des Steuersignals während der Zeitintervalle, in denen das Datensignal seinen Wert ändert, unterbunden.

## LEDIGLICH ZUR INFORMATION

Codes zur Identifizierung von PCT-Vertragsstaaten auf den Kopfbögen der Schriften, die internationale Anmeldungen gemäss dem PCT veröffentlichen.

AM	Armenien	GB	Vereinigtes Königreich	MX	Mexiko
AT	Österreich	GE	Georgien	NE	Niger
AU	Australien	GN	Guinea	NL	Niederlande
BB	Barbados	GR	Griechenland	NO	Norwegen
BE	Belgien	HU	Ungarn	NZ	Neuseeland
BF	Burkina Faso	IE	Irland	PL	Polen
BG	Bulgarien	IT	Italien	PT	Portugal
BJ	Benin	JP	Japan	RO	Rumänien
BR	Brasilien	KE	Kenya	RU	Russische Föderation
BY	Belarus	KG	Kirgisistan	SD	Sudan
CA	Kanada	KP	Demokratische Volksrepublik Korea	SE	Schweden
CF	Zentrale Afrikanische Republik	KR	Republik Korea	SG	Singapur
CG	Kongo	KZ	Kasachstan	SI	Slowenien
CH	Schweiz	LI	Liechtenstein	SK	Slowakei
CI	Côte d'Ivoire	LK	Sri Lanka	SN	Senegal
CM	Kamerun	LR	Liberia	SZ	Swasiland
CN	China	LX	Litauen	TD	Tschad
CS	Tschechoslowakei	LU	Luxemburg	TG	Togo
CZ	Tschechische Republik	LV	Lettland	TJ	Tadschikistan
DE	Deutschland	MC	Monaco	TT	Trinidad und Tobago
DK	Dänemark	MD	Republik Moldau	UA	Ukraine
EE	Estland	MG	Madagaskar	UG	Uganda
ES	Spanien	ML	Mali	US	Vereinigte Staaten von Amerika
FI	Finnland	MN	Mongolei	UZ	Uzbekistan
FR	Frankreich	MR	Mauretanien	VN	Vietnam
GA	Gabon	MW	Malawi		

**ERZEUGUNG EINES FREQUENZSTEUERSIGNALS IN EINEM FSK-EMPFÄNGER**

Die Erfindung bezieht sich auf eine Schaltungsanordnung zum Erzeugen eines Steuersignals sowie auf einen Funkempfänger mit dieser Schaltungsanordnung.

Aus der EP-A 0 160 339 ist eine Schaltungsanordnung für einen FM-  
5 Empfänger bekannt, der zum Empfangen direkt modulierter Datensignale eingerichtet ist. Diese Schaltungsanordnung weist einen Lokalszillator auf, dessen Frequenz auf der Frequenzskala zwischen zwei Signalfrequenzen angeordnet ist. Insbesondere ist die bekannte Schaltungsanordnung zum Empfangen und Demodulieren von FSK-modulierten Signalen eingerichtet, wie sie bei digitalen Funkrufempfängern ("Pager") zur Anwendung kommen.

10

Die aus der EP-A 0 160 339 bekannte Schaltungsanordnung enthält einen Mischer, in dem von einer Antenne kommende Signale mit dem Signal eines Lokalszillators herabgemischt werden. In einem dem Mischer nachgeschalteten Kanalfilter, ausgebildet als Tief- oder Bandpaß, wird das Ausgangssignal des Mixers gefiltert und einer Stufe  
15 zugeleitet, deren Übertragungsfunktion die Charakteristik eines Frequenzdiskriminators aufweist. Dessen Ausgangssignal wird über einen Verstärker und einen Tiefpaß als Steuersignal dem Lokalszillator zum Nachsteuern seiner Frequenz zugeführt. Aus dem Aufsatz "Zwei ICs für einen Pager" von Stefan Drude, Funkschau, Heft 26, 1989, Seiten 69 bis 76, ist ein Empfänger-Baustein mit der Typenbezeichnung UAA2050T für einen  
20 Funkrufempfänger bekannt, der mit direkter Frequenzumtastung, d.h. mit FSK-Modulation, arbeitet. Ein mit diesem Empfänger-Baustein aufgebauter Funkrufempfänger enthält eine automatische Frequenznachregelung (AFC) zum Ausgleich von Temperaturschwankungen und Alterungseinflüssen.

25

Aus der DE-A-29 42 512 ist ein Funkempfänger zum Empfangen von FSK-modulierten Funksignalen über eine Antenne bekannt. Die Funksignale enthalten zwei Empfangsfrequenzen, die um jeweils den Hub der FSK-Modulation oberhalb und unterhalb der Frequenz eines HF-Trägers angeordnet sind. Diese Funksignale werden zwei hochverstärkenden Mischern zugeführt. Ein Mischoszillator schwingt mit der Frequenz des

CONFIRMATION COPY

HF-Trägers. Sein Signal wird dem ersten der hochverstärkenden Mischer direkt und dem zweiten der hochverstärkenden Mischer über ein 90°-Phasendrehglied zugeführt. Die Ausgänge der Mischer sind mit je einem Tiefpaßfilter verbunden. Die gefilterten Signale gelangen dann auf je einen hochverstärkenden Begrenzerverstärker. Die Ausgänge der

5 Begrenzerverstärker liefern rechteckförmige Signale. Dabei eilt das Signal am Ausgang eines der Begrenzerverstärker dem Signal am Ausgang des anderen Begrenzerverstärkers vor oder nach, je nachdem, ob das Eingangssignal an der Antenne eine tiefere oder höhere Frequenz als der Mischoszillator aufweist. Diese beiden möglichen Zustände werden von einem D-Flipflop erkannt, welches entsprechend in jeweils einen seiner zwei möglichen Zustände

10 umgeschaltet wird.

Ein ideales Empfangssignal für einen derartigen Funkempfänger, beispielsweise einen Pager, ändert seine Frequenz zwischen den beiden möglichen Werten, d.h. den beiden möglichen Frequenzen der empfangenen Funksignale, die in der

15 Datenkodierung der Funksignale auch als Sendersignal "Ziffer 1" bzw. "Ziffer 0" bezeichnet werden können, schlagartig. In der Realität liegt jedoch nicht dieses ideale Signal vor, vielmehr benötigt das Sendersignal eine endliche Dauer für die Umstellung von der einen auf die andere Frequenz. Entsprechend vergeht beim Umschalten im demodulierten Signal von einem auf den anderen Zustand eine endliche Zeit. Es zeigt sich, daß während dieser Zeit

20 eine gültige Frequenzmessung nicht möglich ist. In dieser als Übergangsintervall bezeichneten Zeit ist nicht nur eine Zuordnung der übertragenen Funksignale zu einem der Datenwerte "Ziffer 1" bzw. "Ziffer 0" erschwert, sondern insbesondere die Erzeugung des Steuersignals für den steuerbaren Oszillator. Dieses Steuersignal muß nämlich für eine korrekte Steuerung der Frequenz des Oszillators dem Hub der FSK-Modulation entsprechen.

25 Während des Übergangsintervalls, d.h. während des Zeitintervalls, in dem das aus dem Empfangssignal gewonnene Datensignal seinen Wert ändert, wird jedoch ein Steuersignal erzeugt, welches nicht mehr dem Hub der FSK-Modulation entspricht, sondern vorzugsweise einer geringeren Frequenzdifferenz. Dies führt zu einem irrtümlichen Nachsteuern der Frequenz des Oszillators während der Übergangsintervalle.

30 Der damit verbundene Fehler tritt besonders bei hohen Informations-Übertragungsraten im Empfangssignal mit entsprechend zeitlich sehr kurzen Informationseinheiten (bits) auf. Die Übergangsintervalle nehmen dann nämlich einen beträchtlichen Teil der Gesamtdauer des einzelnen bits ein. Dadurch erhöht sich die Gefahr,

daß durch Erzeugen eines fehlerhaften Steuersignals die Frequenzsteuerung des Oszillators in ihrer Wirkungsweise gestört wird. Es treten dann im Datenempfang des Funkempfängers vermehrt Fehler auf, die vermieden werden müssen, um eine geforderte niedrige Bitfehlerrate des Funkempfängers (beispielsweise Pagers) nicht zu überschreiten.

5

Aufgrund der Empfangsfrequenzen heutiger Funkempfänger (Pager) von beispielsweise etwa 930 MHz werden an die Kurzzeitstabilität und auch an die Langzeitstabilität der Frequenz des Oszillators der Empfangsanordnung sehr hohe Anforderungen gestellt. Kann der Oszillator diese Anforderungen nicht erfüllen, führt dies  
10 unweigerlich zu einem Rückgang der Empfindlichkeit bis hin zum Ausfall des Empfangs.

Die Erfindung hat die Aufgabe, eine Schaltungsanordnung zum Erzeugen eines Steuersignals für einen steuerbaren Oszillator einer Empfangsanordnung der vorstehend beschriebenen Art zu schaffen, bei der das Steuersignal durch die genannten Störungen im  
15 Übergangsintervall nicht beeinflusst wird.

Erfindungsgemäß wird diese Aufgabe gelöst durch eine Schaltungsanordnung zum Erzeugen eines Steuersignals für einen steuerbaren Oszillator einer Empfangsanordnung, welche eingerichtet ist zum Herabmischen eines wenigstens zwei  
20 vorbestimmte Eingangsfrequenzen aufweisenden, FSK-modulierten Eingangssignals mit einer vom steuerbaren Oszillator abgegebenen Schwingung in ein Zwischenfrequenzsignal sowie zum Ableiten eines Datensignals, dessen Augenblickswert sich aus der Frequenz des Zwischenfrequenzsignals (Zwischenfrequenz) bestimmt, und eines Demodulator-  
Impulssignals, dessen Frequenz und/oder Phase ein Maß für die Frequenz und/oder Phase  
25 des Zwischenfrequenzsignals ist, aus dem Zwischenfrequenzsignal, mit einem Steuersignal-Erzeugungszweig zum Ableiten des Steuersignals aus dem Demodulator-Impulssignal, mit einem Unterbrechungssignal-Erzeugungszweig zum Ableiten eines Unterbrechungssignals aus dem Datensignal während der Zeitintervalle, in denen dieses seinen Wert ändert, sowie mit einer Unterbrechungsstufe, durch die beim Auftreten des Unterbrechungssignals das Ableiten  
30 eines Wertes für das Steuersignal aus dem Demodulator-Impulssignal unterdrückt wird.

Durch die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung wird somit während des Übergangsintervalls das Empfangssignal für die Frequenzmessung, d.h. für die Erzeugung des Steuersignals für den steuerbaren Oszillator, ausgeblendet. Dadurch werden

die Übergangsintervalle als Fehlerquelle für die Erzeugung des Steuersignals wirksam beseitigt.

In einer vorteilhaften Ausgestaltung der erfindungsgemäßen

- 5 Schaltungsanordnung wird das Steuersignal durch zeitliche Mittelung einer Folge des kontinuierlich aus dem Demodulator-Impulssignal abgeleiteter Steuersignalwerte gebildet, und die Steuersignalwerte aus dem Übergangsintervall werden von der Mittelung ausgeschlossen. Hierdurch wird eine doppelte Störsicherheit erreicht; zum einen verringert die diskontinuierliche Ableitung den Einfluß von Störungen auf die Steuersignalwerte, zum  
10 anderen werden zusätzlich die während der Übergangsintervalle erzeugten Steuersignalwerte verworfen. Dies ist mit einer sehr einfachen Schaltungsanordnung erreichbar.

- In einer bevorzugten Fortbildung der Erfindung umfaßt das Demodulator-Impulssignal eine Folge von Impulsen, deren Folgefrequenz ein ganzzelliges Vielfaches der  
15 Zwischenfrequenz ist. Die Steuersignalwerte werden dann durch Messung des zeitlichen Abstandes aufeinander folgender Impulse gebildet. Diese Messung kann insbesondere in einer Integrationsstufe erfolgen, in der in jedem der Zeiträume zwischen zwei aufeinanderfolgenden Impulsen des Demodulator-Impulssignals ein Signal mit konstantem Pegel integriert wird. Der aufintegrierte Wert des Signals mit konstantem Pegel am Ende des  
20 jeweiligen Zeitraumes stellt dann den jeweiligen Steuersignalwert dar.

- In einer vorteilhaften Weiterbildung der Erfindung umfaßt der Unterbrechungssignal-Erzeugungszweig eine Signaländerungs-Detektionsstufe und eine damit gekoppelte Impulsformstufe. Die Signaländerungs-Detektionsstufe dient zum Detektieren der  
25 Änderungen des Wertes des Datensignals und kann bevorzugt eine Differenzierstufe umfassen. Eine solche Stufe liefert immer dann ein Ausgangssignal, wenn sich der Augenblickswert eines ihr zugeführten Eingangssignals zeitlich ändert. Die Impulsformstufe dient zum Bilden eines impulsförmigen Unterbrechungssignals, welches sich über die Übergangsintervalle erstreckt. Dieses Unterbrechungssignal kann unmittelbar zum  
30 Ausblenden der unerwünschten, weil fehlerbehafteten demodulierten Empfangssignale in der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung herangezogen werden.

Die Signaländerungs-Detektionsstufe kann vorteilhaft eine der Differenzierstufe nachgeordnete Gleichrichterstufe umfassen. Diese dient der Betragsbildung

des von der Differenzierstufe abgegebenen Signals, d.h. zur Vorzeichenentfernung, da zur Erkennung eines Übergangintervalls lediglich eine Änderung des Wertes des Datensignals, jedoch nicht deren Richtung, erkannt werden muß.

5 Ein Ausführungsbeispiel der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung ist in der Zeichnung dargestellt und wird im Nachfolgenden näher beschrieben. Es zeigen

Fig. 1 ein Blockschaltbild einer Anordnung zum Ableiten eines Demodulator-Impulssignals und eines Datensignals aus einem Zwischenfrequenzsignal, wie sie zusammen mit der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung zum Erzeugen eines  
10 Steuersignals für einen steuerbaren Oszillator eingesetzt werden kann,

Fig. 2 die zeitlichen Verläufe von Signalen in der Anordnung nach Fig. 1 im Betrieb,

Fig. 3 ein Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung,

15 Fig. 4 ein Beispiel für experimentell ermittelte zeitliche Verläufe in einer Empfangsanordnung, mit der die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung eingesetzt wird,

Fig. 5 und 6 Beispiele für gemessene Frequenz-Spannungs-Charakteristiken einer Frequenzregelung für einen steuerbaren Oszillator in einer erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung.

20

Die Anordnung nach Fig. 1 bildet innerhalb einer Empfangsanordnung für ein FSK-moduliertes Eingangssignal eine Dekodierstufe, mit der aus einem Zwischenfrequenzsignal ein Datensignal und ein Demodulator-Impulssignal abgeleitet werden können. Dazu werden zwei Eingangsanschlüsse 1, 2 der Dekodierstufe nach Fig. 1 mit  
25 Ausgangsanschlüssen eines Quadraturdemodulators verbunden, der durch Herabmischen des FSK-modulierten Eingangssignals mit der Schwingung vom steuerbaren Oszillator zwei um 90° phasenverschobene Rechteckschwingungen liefert. Einen derartigen Quadraturdemodulator stellt beispielsweise die aus DE-A 29 42 512, Fig. 1, bekannte Schaltungsanordnung dar. Sie liefert an den Ausgängen BA der Begrenzerverstärker auch  
30 bzw. sieben zweieinander um 90° vor- bzw. nacheilende Rechteckschwingungen, die das Zwischenfrequenzsignal bilden. Der Ausgang B des Begrenzerverstärkers 8 nach Fig. 1 der DE-A 29 42 512 ist mit dem ersten Eingangsanschluß 1 der Dekodierstufe nach Fig. 1 des vorliegenden Ausführungsbeispiels zu verbinden. Entsprechend wird der Ausgang A des Begrenzerverstärkers 7 nach dem Stand der Technik mit dem zweiten Eingangsanschluß 2 der

Dekodierstufe gemäß der vorliegenden Fig. 1 verbunden. Für ein Betriebsbeispiel sind in Fig. 2 a) eine dem ersten Eingangsanschluß 1 zugeführte Rechteckschwingung und in Fig. 2b) eine dem zweiten Eingangsanschluß 2 zugeführte Rechteckschwingung dargestellt.

5 Der erste Eingangsanschluß 1 der Dekodierstufe nach Fig. 1 ist über einen ersten RC-Hochpaß 3 an einen ersten Eingang 4 eines ersten Mischers 5 und unmittelbar an einen zweiten Eingang 6 eines zweiten Mischers 7 angeschlossen. Entsprechend ist der zweite Eingangsanschluß 2 über einen zweiten RC-Hochpaß 8 an einen ersten Eingang 9 des zweiten Mischers 7 und unmittelbar an einen zweiten Eingang 10 des ersten Mischers 5  
10 angeschlossen. Die Ausgänge 11 bzw. 12 der Mischer 5 bzw. 7 sind mit je einem Eingang einer Subtrahierstufe 13 verbunden. In der Subtrahierstufe 13 wird das Signal vom Ausgang 12 des zweiten Mischers 7 von dem Signal am Ausgang 11 des ersten Mischers 5 subtrahiert. Das aus dieser Subtraktion resultierende Signal erscheint am Ausgang 14 der Subtrahierstufe 13 als Demodulator-Impulssignal. Über eine Kippstufe 15 mit Schmitt-Trigger-Verhalten mit  
15 dem Bezugszeichen 15 wird daraus das Datensignal abgeleitet, welches am Ausgang 16 der Kippstufe 15 abgegeben wird.

Die Signalverläufe nach Fig. 2 stellen die Vorgänge bei einem idealen Empfangssignal für einen Pager in einem Zeitabschnitt dar, in welchem es seine Frequenz  
20 zwischen zwei Werten schlagartig ändert. Zum Zeitpunkt dieser Frequenzänderung wechselt die Phasenlage zwischen den Rechtecksignalen an den Eingangsanschlüssen 1 und 2 der Dekodierstufe nach Fig. 1. Dies geschieht durch einen Phasensprung im Signal am zweiten Eingangsanschluß 2 gemäß Fig. 2 b).

25 Durch die RC-Hochpässe 3, 8, die wie Differenzierglieder wirken, werden den ersten Eingängen 4 bzw. 9 der Mischer 5 bzw. 7 zu jeder Flanke der Signale an den Eingangsanschlüssen 1 bzw. 2 kurze Impulse (Nadelimpulse) zugeleitet, deren Polarität wechselt, je nachdem, ob es sich um eine ansteigende oder abfallende Flanke handelt. Diese Nadelimpulse sind in den Fig. 2 c) für den ersten Eingang 4 des ersten Mischers 5 und in  
30 Fig. 2d) für den ersten Eingang 9 des zweiten Mischers 7 dargestellt. Ihre Phasenlage folgt der Phasenlage der Signale an den Eingangsanschlüssen 1,2. Anschließend wird nun im ersten Mischer 5 die Reihe der Nadelimpulse am ersten Eingang 4 mit dem Signal vom zweiten Eingangsanschluß 2 multipliziert, welches dem zweiten Eingang 10 des ersten Mischers 5 zugeleitet wird. Entsprechend erfolgt im zweiten Mischer 7 eine Multiplikation



der Nadelimpulsreihe am ersten Eingang 9 des zweiten Mischers 7 mit dem Signal vom ersten Eingangsanschluß 1, welches über den zweiten Eingang 6 des zweiten Mischers 7 zugeführt wird. Am Ausgang 11 des ersten Mischers 5 entsteht dann die in Fig. 2 e) dargestellte Nadelimpulsreihe mit für jeweils eine Phasenlage zwischen den Signalen an den Eingangsanschlüssen 1,2 durchgehend übereinstimmender Polarität. Eine entsprechend geformte Nadelimpulsreihe gemäß Fig. 2 f) entsteht am Ausgang 12 des zweiten Mischers 7. Durch Subtraktion der Nadelimpulsreihe aus Fig. 2 f) von derjenigen aus Fig. 2 e) in der Subtrahierstufe 13 wird an deren Ausgang 14 die Nadelimpulsreihe gemäß Fig. 2 g) gebildet. Diese weist zu jeder Flanke in den Signalen an den Eingangsanschlüssen 1,2 einen Nadelimpuls auf; die Polarität der Nadelimpulse wechselt mit dem Wechsel der Phasenlagen zwischen den Signalen an den Eingangsanschlüssen 1,2. Durch die Kippstufe 15 mit Schmitt-Trigger-Verhalten wird aus dem Signal gemäß Fig. 2 g) das Signal nach Fig. 2 h) geformt. Darin repräsentiert jeder der Signalpegel einen Wert der Frequenzen des Empfangssignals.

Im folgenden wird das Signal gemäß Fig. 2 g) als Demodulator-Impulssignal, dasjenige gemäß Fig. 2 h) als Datensignal bezeichnet.

Fig. 2 zeigt ein Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung zum Erzeugen eines Steuersignals für einen steuerbaren Oszillator eines Funkempfängers, wie er im vorstehenden vorausgesetzt bzw. beschrieben worden ist. Der Einfachheit halber ist auch dieses Beispiel entsprechend der Schaltungsanordnung nach Fig. 1 für eine sogenannte zweilagige FSK-Modulation ausgelegt, bei der das Empfangssignal zwischen zwei verschiedenen Frequenzen umschaltet. Jedoch ist die Anwendung der Erfindung nicht auf ein solches zweilagiges FSK-Signal beschränkt, sondern ebenso für mehrlagige FSK-Modulation geeignet.

Die beschriebene Schaltungsanordnung ist bevorzugt einsetzbar für eine automatische Frequenzregelung ("AFC") in einem Funkempfänger; sie regelt die Frequenz des steuerbaren Oszillators in der Empfangsanordnung auf den Mittelwert der beiden durch die FSK-Modulation vor bestimmten Eingangsfrequenzen. Dies ist zugleich die Trägerfrequenz des FSK-modulierten Sendersignals.

Bei einer automatischen Frequenzregelung der vorausgesetzten Art, wie sie im eingangs zitierten Aufsatz aus "Funkschau" beschrieben ist, werden die

Zwischenfrequenzen als Information für den Frequenzabstand zwischen der Frequenz des Oszillators und den Eingangsfrequenzen herangezogen. Die Zwischenfrequenzen unterliegen jedoch auch den Einflüssen der Modulation. Bei den aus der eingangs zitierten Literatur bekannten Frequenzregelungen kann dies zu falschen Informationen hinsichtlich der benötigten Nachsteuerung der Frequenz des Oszillators führen. Die Bedingungen, unter denen die falschen Informationen auftreten, sind von der verwendeten Datenrate im Eingangssignal, von der Phasenlage zwischen Datenwechseln und den Zwischenfrequenzen abhängig. Einen weiteren Einfluß üben auch die sogenannten Splatterfilter im Sender aus, die der Bandbegrenzung des übertragenen und damit empfangenen Signals dienen. Eine der in diesem Zusammenhang wesentlichsten Eigenschaften des Splatterfilters ist die Tatsache, daß das Signal nach einer Bearbeitung durch das Splatterfilter nicht mehr sprunghaft seine Frequenz ändert. Das Splatterfilter trägt somit zur Ausdehnung der Übergangsintervalle und damit ggf. zur Vermehrung der Störungen, wie sie eingangs beschrieben wurden, bei.

Die Meßfehler, die die falschen Informationen hinsichtlich der benötigten Frequenzkorrektur der Frequenz des steuerbaren Oszillators beinhalten, haben durch die Vielzahl der unterschiedlichen Einflüsse eine stark zufällige Ausprägung und sind in ihrer Auswirkung schwer einschätzbar, weil auch Fehler hinsichtlich der Richtung der benötigten Korrektur der Frequenz des Oszillators nicht auszuschließen sind. Fehler hinsichtlich der Richtung der Frequenzkorrektur können jedoch leicht dazu führen, daß die Frequenz des Oszillators den Frequenzbereich zwischen den Eingangsfrequenzen verläßt. Eine derartige Verschiebung der Frequenz des Oszillators führt jedoch in der Regel zu einer völligen Zerstörung der empfangenen Daten und ist daher auf jeden Fall zu vermeiden.

Vielmehr ist bei einem Funkempfänger (Pager) beispielsweise eine Bitfehlerrate von 3% nicht zu überschreiten.

Bei der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung wird das Übergangsintervall, in welchem der Datenwechsel - d. h. der Wechsel der Eingangsfrequenz - stattfindet, detektiert. Alle Meßinformationen, die während dieser Übergangsintervalle entstehen, werden verworfen. Benutzt wird die Information aus den Zwischenfrequenzen nur dann, wenn die Eingangsfrequenz für einen der Datenwerte einen stationären Zustand angenommen hat.

Die Schaltungsanordnung nach Fig. 3 enthält einen Steuersignal-  
Erzeugungszweig, in dem in Kettenschaltung nacheinander eine Gleichrichterstufe 17, ein  
Verzögerungsglied 18, eine erste Impulsformstufe 19, eine zweite Impulsformstufe 20, eine  
Integrationsstufe 21, ein Mischer 22, eine als Schalter dargestellte Austaststufe 23 und ein  
5 RC-Tiefpaß 24 angeordnet sind. Der Eingang der Gleichrichterstufe 17 ist mit dem Ausgang  
14 der Subtrahierstufe 13 gemäß Fig. 1 verbunden und erhält das Demodulator-Impulssignal  
zugeführt. Dieses wird in der Gleichrichterstufe 17 gleichgerichtet, d.h. alle Nadelimpulse  
des Signalverlaufs nach Fig. 2 g) erhalten eine einheitliche, vom jeweiligen Wert des  
Datensignals nach Fig. 2 h) unabhängige Polarität. Im dargestellten Beispiel ist dies die  
10 positive Polarität. Die Gleichrichterstufe 17 "entfernt" somit das Vorzeichen aus dem Signal  
gemäß Fig. 2 g); sie bildet den Betrag des Demodulator-Impulssignals. Über das  
Verzögerungsglied 18 wird mit diesem Betragssignal der Eingang der ersten Impulsformstufe  
19 angesteuert. Die erste Impulsformstufe 19 umfaßt eine monostabile Kippschaltung, die an  
ihrem Ausgang 26 zu jeder ansteigenden Flanke des Betragssignals von der Gleichrichterstufe  
15 17 bzw. dem Verzögerungsglied 18 einen Rechteckimpuls vortestimmter Dauer abgibt.  
Dessen rückwärtige Flanke löst in der zweiten Impulsformstufe 20 an deren Ausgang 27 die  
Abgabe eines zweiten Rechteckimpulses aus, der sich zeitlich an den ersten Rechteckimpuls  
am Ausgang 26 der ersten Impulsformstufe 19 anschließt. Dieser zweite Rechteckimpuls vom  
Ausgang 27 der zweiten Impulsformstufe 20 wird einem Rücksetzeingang 28 der  
20 Integrationsstufe 21 zugeleitet. Die Integrationsstufe 21 erhält weiterhin über einen  
Bezugswerteingang 29 ein Signal mit konstantem Pegel zugeleitet. Dieses wird in der  
Integrationsstufe 21 fortwährend aufintegriert und das so gebildete Integral als Signalwert  
(bzw. Pegel) am Ausgang 30 der Integrationsstufe 21 abgegeben. Mit jedem Rechteckimpuls,  
der dem Rücksetzeingang 28 der Integrationsstufe 21 zufließt, wird der Signalwert am  
25 Ausgang 30 auf einen Anfangswert zurückgesetzt und beginnt von da an neu anzusteigen.  
Der Signalwert am Ausgang 30 ist somit ein unmittelbares Maß für den Zeitraum, der seit  
Eintreffen des letzten Rechteckimpulses am Rücksetzeingang 28 vergangen ist. Unmittelbar  
vor Eintreffen des nachfolgenden Rechteckimpulses am Rücksetzeingang 28 stellt der  
Signalwert am Ausgang 30 somit ein Maß für den zeitlichen Abstand zweier Nadelimpulse  
30 aus dem Demodulator-Impulssignal dar. Der Signalwert am Ausgang 30 ist somit ein Abbild  
der Frequenz des Zwischenfrequenzsignals. Er verändert sich mit der Frequenz des  
steuerbaren Oszillators und kann daher als Steuersignal für die Steuerung der Frequenz dieses  
Oszillators herangezogen werden. Dazu wird er zunächst im Mischer 22 mit dem Datensignal  
vom Ausgang 16 der Kippstufe 15 gemischt, wozu dieser Ausgang 16 sowie der Ausgang 30

der Integrationsstufe 21 mit je einem Eingang des Mischers 22 verbunden sind. Durch die Mischung des Signalwertes vom Ausgang 30 der Integrationsstufe 21 mit dem Datensignal vom Ausgang 16 der Kippstufe 15 wird entsprechend dem Wert des empfangenen Datensignals dem Signalwert vom Ausgang 30 eine Polarität gegeben, durch die die Richtung der Steuerung bzw. Korrektur der Frequenz des Oszillators eingestellt wird.

Die Austaststufe 23 weist einen Steuereingang 32 auf, dem ein Signal mit hohem logischem Pegel ("1") zuzuführen ist, wenn die Austaststufe 23 eine leitende Verbindung zwischen dem Ausgang 31 des Mischers 22 und dem RC-Tiefpaß 24 herstellen soll. In Fig. 3 ist dazu der Ausgang 26 der ersten Impulsformstufe 19 mit dem Steuereingang 32 verbunden; der erste Rechteckimpuls schafft somit diese Verbindung. Dem RC-Tiefpaß 24 wird somit unmittelbar vor dem Rücksetzen der Integrationsstufe 21 über den zweiten Rechteckimpuls am Rücksetzeingang 28 der dann erreichte Signalwert vom Ausgang 30, gemischt mit dem Datensignal (über den Mischer 22) in Form eines Abtastwertes zugeführt. Mit anderen Worten erhält der RC-Tiefpaß 24 über die Austaststufe 23 nacheinander die Meßwerte für die Zeitdauer zwischen je zwei Impulsen des Demodulator-Impulssignals, d.h. diskontinuierliche Frequenzmeßwerte des Zwischenfrequenzsignals. Diese Meßwerte werden im RC-Tiefpaß 24 tiefpaßgefiltert und am Ausgang 25 des RC-Tiefpasses 24 als Steuersignal für den Oszillator bereitgestellt. Die Funktionsweise dieser Schaltung entspricht einer gewichteten Abtastung.

Fig. 3 zeigt ferner einen Unterbrechungssignal-Erzeugungszweig, der sich an den Ausgang 16 der Kippstufe 15 anschließt und eine Signaländerungs-Detektionsstufe sowie eine mit dieser gekoppelte (dritte) Impulsformstufe 33 enthält. Die Signaländerungs-Detektionsstufe umfaßt eine Differenzierstufe 34 und eine dieser nachgeordnete (zweite) Gleichrichterstufe 35. Die Impulsformstufe 33, die Differenzierstufe 34 und die Gleichrichterstufe 35 sind an den Ausgang 16 der Kippstufe 15 in Kettenschaltung angeschlossen.

Die Differenzierstufe 34 dient der Erkennung von Signalwertänderungen im Datensignal. Das von ihr abgegebene Signal folgt in seiner Polarität der Richtung der Signalwertänderung des Datensignals. Da diese für den vorliegenden Zweck unbedeutend ist, wird daraus in der Gleichrichterstufe 35 eine Impulsfolge gleichbleibender Polarität erzeugt, also auch hier das Vorzeichen eliminiert. In der Impulsformstufe 33 wird durch jeden der

Impulse von der Gleichrichterstufe 35 ein Impuls vorbestimmter Dauer erzeugt, der im vorliegenden Beispiel eine negative Polarität (bzw. einen niedrigen Signalpegel) aufweist. Dieser Impuls dient als Unterbrechungssignal und wird von der Impulsformstufe 33 einem ersten Eingang 36 einer Unterbrechungsstufe 37 zugeführt. Diese ist bevorzugt als ...und -  
5 Gatter ausgebildet und mit ihrem zweiten Eingang 38 an den Ausgang 26 der ersten Impulsformstufe 19 angeschlossen. Ein Ausgang 39 der Unterbrechungsstufe 37 ist mit dem Steuereingang 32 der Austaststufe 22 verbunden.

Bei konstantem Wert des Datensignals am Ausgang 16 der Kippstufe 15  
10 liegt am ersten Eingang 36 der Unterbrechungsstufe 37 unverändert ein logischer Pegel "1" an. Die Unterbrechungsstufe 37 ist damit für die ersten Rechteckimpulse vom Ausgang 26 der ersten Impulsformstufe 19 kontinuierlich durchgängig. Damit können zu jedem Nadelimpuls des Demodulator-Impulssignals über die Integrationsstufe 21 und die Austaststufe 23 Meßwerte für die Erzeugung des Steuersignals am Ausgang 25 des RC-Tiefpasses 24  
15 gewonnen werden. Beim Auftreten eines Unterbrechungssignals, d.h. während der Übergangsintervalle, in denen das Datensignal seinen Wert ändert, entsteht am ersten Eingang 36 der Unterbrechungsstufe 37 ein niedriger Signalpegel (logischer Wert "0"). Dadurch wird die Weiterleitung der ersten Rechteckimpulse von der ersten Impulsformstufe 19 an die Austaststufe 23 unterbrochen. In den Übergangsintervallen werden somit keine  
20 Meßwerte an den RC-Tiefpaß 24 übertragen, so daß der von diesem gespeicherte Wert des Steuersignals während der Übergangsintervalle nicht beeinflußt und damit auch nicht verfälscht werden kann.

Das Verzögerungsglied 18 bewirkt dabei eine zeitliche Verzögerung der  
25 Signale im Steuersignal-Erzeugungszweig, durch die sichergestellt wird, daß das Unterbrechungssignal rechtzeitig der Unterbrechungsstufe 37 zugeführt wird, d.h. vor Auftreten des ersten in das Übergangsintervall fallenden ersten Rechteckimpulses von der ersten Impulsformstufe 19. Die Länge des impulsförmigen Unterbrechungssignals, vorzugsweise bestimmt durch eine monostabile Kippstufe in der (dritten) Impulsformstufe 33,  
30 ist derart bemessen, daß entsprechend den empfangenen Signalen die Übergangsintervalle sich überdeckt werden.

Die Integrationsstufe 21 kann derart ausgebildet sein, daß der Signalwert an ihrem Ausgang 30 bei einem voreingestellten Endwert verharret, wenn der zeitliche

Abstand zweier aufeinanderfolgender Nadelimpulse im Demodulator-Impulssignal zu groß wird. Die Signalpegel können derart eingestellt werden, daß bei korrekter Einstellung der Frequenz des Oszillators auf die Trägerfrequenz der empfangenen Signale der Signalwert am Ausgang 30 der Integrationsstufe 21 gerade einen Mittelwert zwischen seinem Anfangswert und dem genannten Endwert annimmt. In diesem Fall wird die Frequenz des Oszillators nicht korrigiert.

Die beschriebene Schaltungsanordnung hat den Vorteil, daß bei einer Verringerung des Signal-Rausch-Abstands und bei anderen Empfangsbedingungen, die zufällige Fehler im Datensignal hervorrufen, der Betrag des Steuersignals für den steuerbaren Oszillator der Empfangsanordnung verringert wird. Dadurch wird auch in diesem Betriebsfall die Erzeugung fehlerhafter Steuersignale vermieden. Bei der gezeigten Schaltungsanordnung ist außerdem eine Begrenzung des Steuersignals und eine Proportionalregelung gewählt. Dadurch wird ermöglicht, daß die automatische Frequenzregelung unter keinen Umständen den Oszillator in einen Frequenzbereich außerhalb der empfangenen Eingangsfrequenzen, d.h. außerhalb der empfangenen Frequenzumtastung, regelt. Die Frequenztoleranz des unregulierten Oszillators, bestimmt durch Fertigungsparameter und Temperatureinflüsse, ist dafür so klein zu wählen, daß sich die Frequenz des Oszillators den Eingangsfrequenzen nie weiter nähert, als es dem Regelbereich der automatischen Frequenzregelung entspricht. Insgesamt werden bei der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung die Anforderungen an den Oszillator gegenüber dem Stand der Technik geringer, so daß Fertigungskosten eingespart werden können.

Durch die Erfindung werden unüberschaubare Auswirkungen auf die Steuerung des Oszillators durch Betriebsbedingungen, die dem Fachmann als "Fading", "Multipath", "Simulcast", "Nachbarkanaleinwirkungen", "Blocking" usw. bekannt sind, durch die Begrenzung des Steuersignals verringert.

In Fig. 4 sind einige gemessene Signalverläufe einer mit der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung aufgebauten Empfangsanordnung dargestellt. Fig. 4 a) und b) zeigen zwei quadraturdemodulierte Schwingungen des Zwischenfrequenzsignals, deren Phasen wechselweise gemäß der Modulation mit einem zurückzugewinnenden Datensignal vor- bzw. nachhinken. In Fig. 4 c) und d) sind die Signale von Fig. 4a) bzw. b) in Rechtecksignale überführt, beispielsweise durch hochverstärkende Begrenzerverstärker. Fig.

4 e) zeigt ein daraus gewonnenes Demodulator-Impulssignal, welches dem Verlauf nach Fig. 2 g) entspricht. Darin sind die durch die Erfindung-verworfenen Meßintervalle mit M gekennzeichnet.

- 5 Die Figuren 5 und 6 zeigen für ein Dimensionierungsbeispiel der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung den funktionalen Zusammenhang zwischen der Frequenzabweichung der Frequenz des Oszillators von der Trägerfrequenz des Senders und dem Wert des durch die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung erzeugten Steuersignals. Dieses ist dazu auf der Ordinate als Spannung am Ausgang 25 des RC-Tiefpasses 24
- 10 aufgetragen. Fig. 5 zeigt den Zusammenhang für ein moduliertes Eingangssignal, Fig. 6 den vergleichbaren Fall für ein unmoduliertes Eingangssignal.

- Die Integrationsstufe 21 kann wahlweise mit einer programmierbaren Schaltungsanordnung realisiert werden, in der die Signalverarbeitungsschritte der
- 15 Integrationsstufe in einem programmierten Signalverarbeitungsablauf durchgeführt werden.

**PATENTANSPRÜCHE**

1. Schaltungsanordnung zum Erzeugen eines Steuersignals für einen steuerbaren Oszillator einer Empfangsanordnung, welche eingerichtet ist zum Herabmischen eines wenigstens zwei vorbestimmte Eingangsfrequenzen aufweisenden, FSK-modulierten Eingangssignals mit einer vom steuerbaren Oszillator abgegebenen Schwingung in ein
- 5 Zwischenfrequenzsignal sowie zum Ableiten eines Datensignals, dessen Augenblickswert sich aus der Frequenz des Zwischenfrequenzsignals (Zwischenfrequenz) bestimmt, und eines Demodulator-Impulssignals, dessen Frequenz und/oder Phase ein Maß für die Frequenz und/oder Phase des Zwischenfrequenzsignals ist, aus dem Zwischenfrequenzsignal, mit einem Steuersignal-Erzeugungszweig zum Ableiten des Steuersignals aus dem Demodulator-
- 10 Impulssignal, mit einem Unterbrechungssignal-Erzeugungszweig zum Ableiten eines Unterbrechungssignals aus dem Datensignal während der Zeitintervalle, in denen dieses seinen Wert ändert, sowie mit einer Unterbrechungsstufe, durch die beim Auftreten des Unterbrechungssignals das Ableiten eines Wertes für das Steuersignal aus dem Demodulator-Impulssignal unterdrückt wird.
- 15
2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das Steuersignal durch zeitliche Mittelung einer Folge diskontinuierlich aus dem Demodulator-Impulssignal abgeleiteter Steuersignalwerte gebildet wird, und daß Steuersignalwerte aus den Zeitintervallen, in denen das Datensignal seinen
- 20 Wert ändert, von der Mittelung ausgeschlossen werden.
3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß das Demodulator-Impulssignal eine Folge von Impulsen umfaßt, deren Folgefrequenz ein ganzzahliges Vielfaches der Zwischenfrequenz ist, und daß die
- 25 Steuersignalwerte durch Messung des zeitlichen Abstandes aufeinanderfolgender Impulse gebildet werden.
4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, gekennzeichnet durch eine Integrationsstufe zum Bilden je eines der Steuersignalwerte durch



Integration eines Signals mit konstantem Pegel in je einem der Zeiträume zwischen je zwei aufeinanderfolgenden Impulsen des Demodulator-Impulssignals.

5. Schaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche,

5 dadurch gekennzeichnet, daß der Unterbrechungssignal-Erzeugungszweig umfaßt:

- eine Signaländerungs-Detektionsstufe zum Detektieren der Änderungen des Wertes des Datensignals, und
- eine mit der Signaländerungs-Detektionsstufe gekoppelte Impulsformstufe zum Bilden eines impulsförmigen, über die Zeitintervalle, in denen das Datensignal seinen Wert ändert, sich erstreckenden Unterbrechungssignals.

6. Schaltungsanordnung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Signaländerungs-Detektionsstufe eine Differenzierstufe und

eine dieser nachgeordnete Gleichrichterstufe umfaßt.

7. Funkempfänger (Pager), gekennzeichnet durch eine Schaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche.

1/4

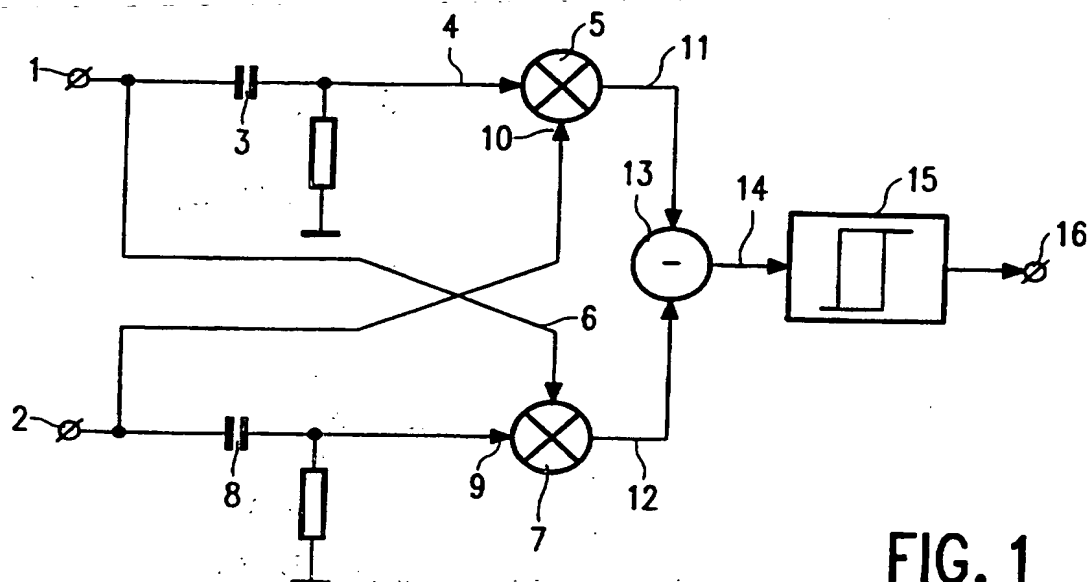


FIG. 1

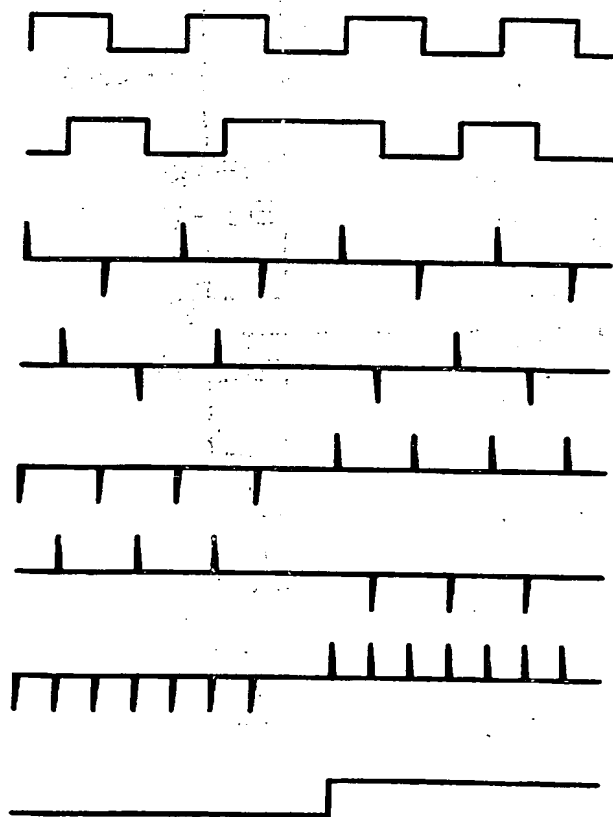


FIG. 2a

FIG. 2b

FIG. 2c

FIG. 2d

FIG. 2e

FIG. 2f

FIG. 2g

FIG. 2h

2/4

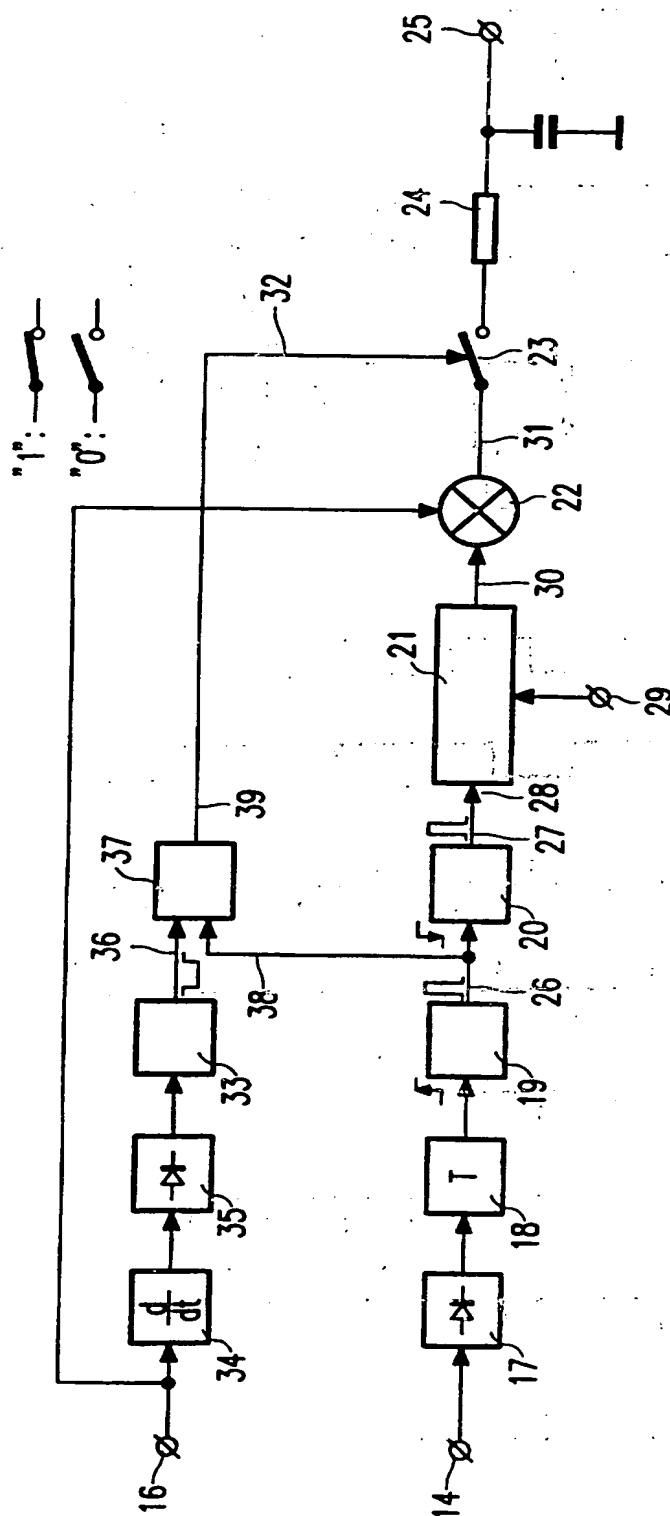


FIG. 3

FIG. 4a

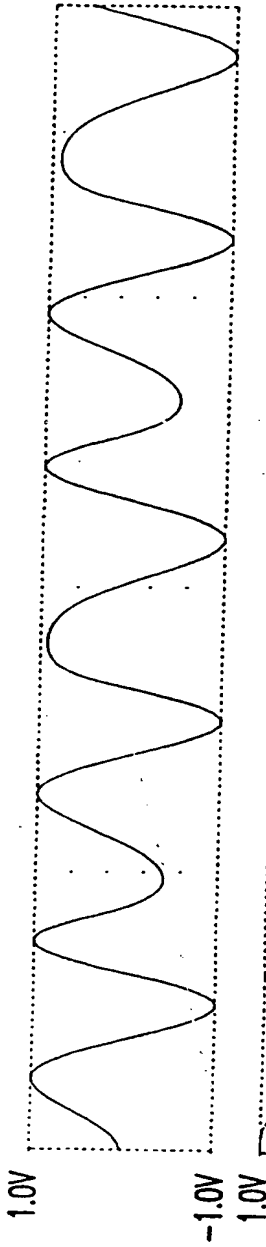


FIG. 4b

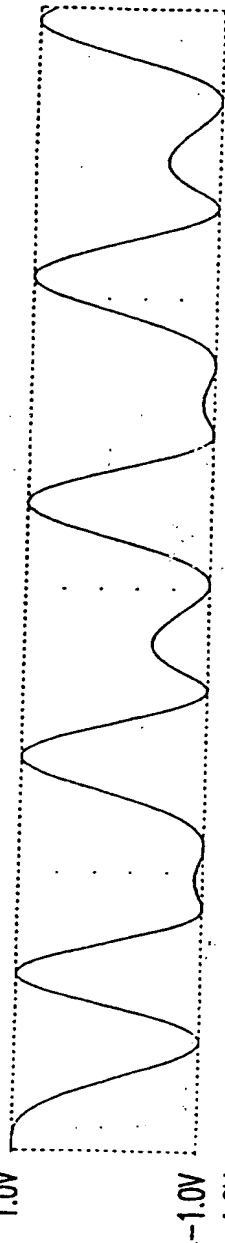


FIG. 4c

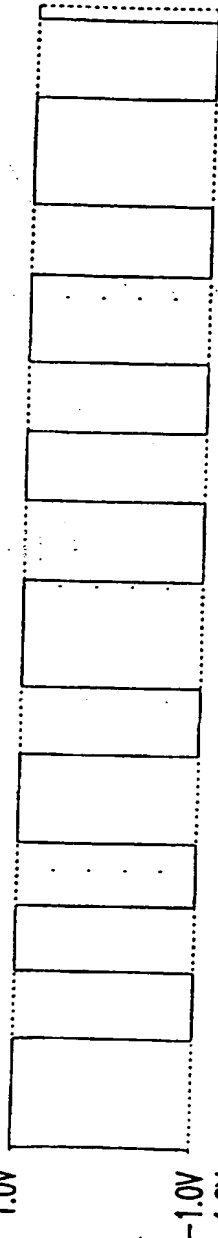


FIG. 4d

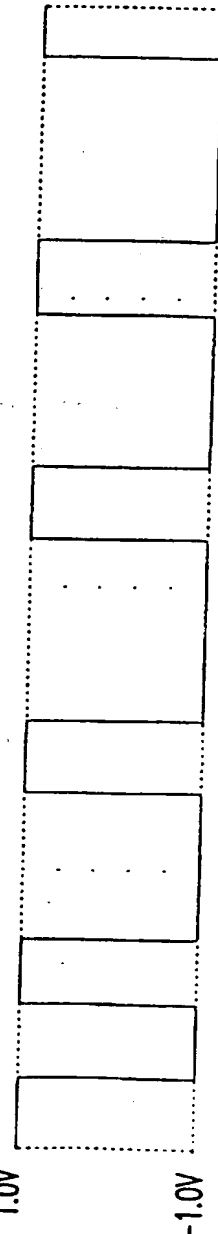
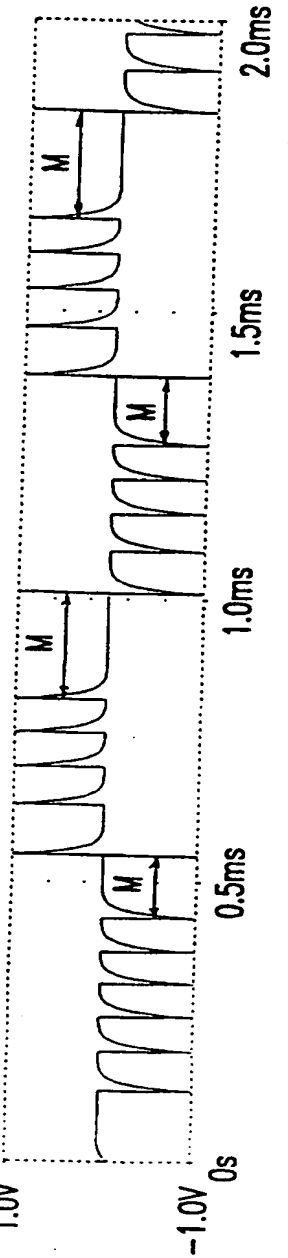


FIG. 4e



4/4

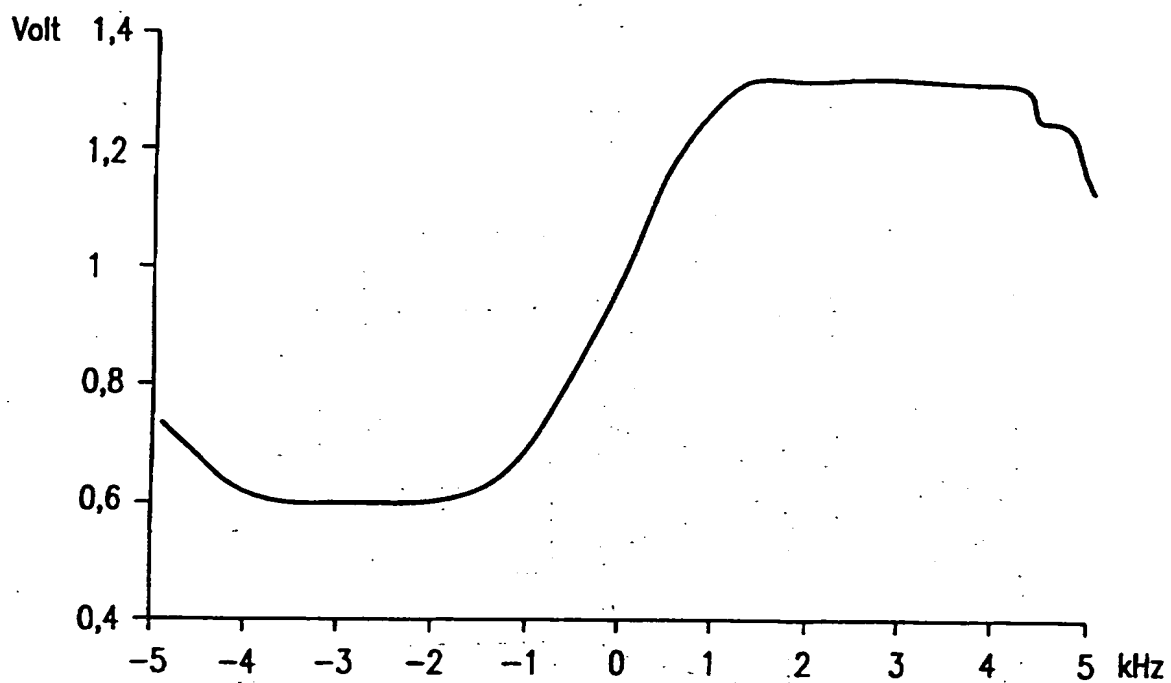


FIG. 5

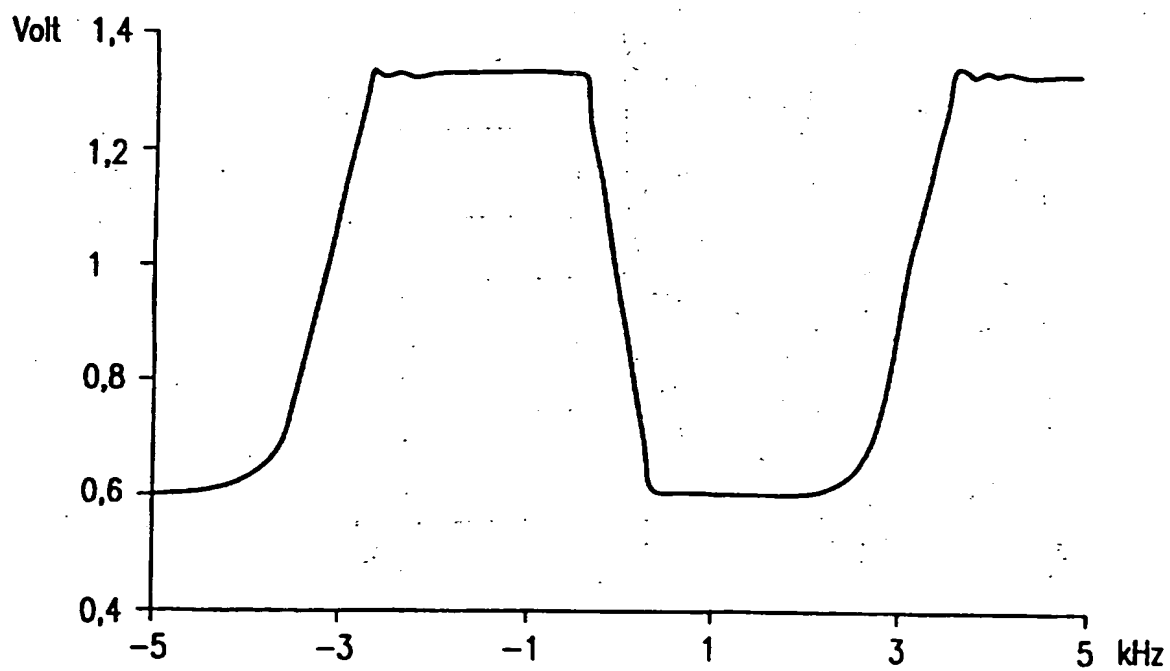


FIG. 6

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/IB 97/00181

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC 6 H04L27/16

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 6 H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	EP 0 141 466 A (PHILIPS) 15 May 1985 see figure 1 see page 1, line 33 - page 2, line 8 see page 2, line 17 - line 21 ---	1-7
X	DE 25 08 540 A (STANDARD ELEKTRIK LORENZ) 9 September 1976 see page 2, line 17 - line 21 see claim 1 ---	1-7
X	FR 2 308 245 A (PATELHOLD PATENTVERWERTUNG) 12 November 1976 see page 10, line 26 - line 30 --- -/-	1-7

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

### \* Special categories of cited documents:

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
- "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

23 May 1997

Date of mailing of the international search report

10.06.97

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Scriven, P

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No  
PCT/IB 97/00181

C(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	PATENT ABSTRACTS OF JAPAN vol. 017, no. 508 (E-1431), 13 September 1993 & JP 05 130071 A (MATSUSHITA), 25 May 1993, see abstract	1,7
A	EP 0 405 676 A (PHILIPS) 2 January 1991 see figure 1	2,3
A	GB 2 137 836 A (MULTITONE ELECTRONICS) 10 October 1984 see column 3, line 30 - line 49 see column 5, line 40 - line 45	1,7
A	DE 33 24 311 A (TELEFUNKEN) 17 January 1985 see page 4, line 1 - line 12 see page 6, line 5 - line 16	1,7

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No  
PCT/IB 97/00181

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 0141466 A	15-05-85	NL 8303819 A	03-06-85
		AU 3511984 A	16-05-85
		BR 8405628 A	10-09-85
		JP 60113557 A	20-06-85
DE 2508540 A	09-09-76	CH 600707 A	30-06-78
FR 2308245 A	12-11-76	CH 584490 A	31-01-77
		DE 2520448 A	11-11-76
		GB 1546506 A	23-05-79
		JP 51127662 A	06-11-76
		NL 7603937 A	19-10-76
		US 4137505 A	30-01-79
EP 0405676 A	02-01-91	GB 2233535 A	09-01-91
		DE 69030216 D	24-04-97
		JP 3038941 A	20-02-91
		US 5197085 A	23-03-93
GB 2137836 A	10-10-84	US 4580101 A	01-04-86
DE 3324311 A	17-01-85	DE 3471565 A	30-06-88
		EP 0133892 A	13-03-85
		HK 10090 A	16-02-90
		JP 1005502 B	31-01-89
		JP 1523271 C	12-10-89
		JP 60084053 A	13-05-85
		US 4649551 A	10-03-87



# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/IB 97/00181

## A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES

IPK 6 H04L27/16

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

## B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierte Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)

IPK 6 H04L

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

## C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X	EP 0 141 466 A (PHILIPS) 15.Mai 1985 siehe Abbildung 1 siehe Seite 1, Zeile 33 - Seite 2, Zeile 8 siehe Seite 2, Zeile 17 - Zeile 21 ---	1-7
X	DE 25 08 540 A (STANDARD ELEKTRIK LORENZ) 9.September 1976 siehe Seite 2, Zeile 17 - Zeile 21 siehe Anspruch 1 ---	1-7
X	FR 2 308 245 A (PATELHOLD PATENTVERWERTUNG) 12.November 1976 siehe Seite 10, Zeile 26 - Zeile 30 ---	1-7

-/--

<input checked="" type="checkbox"/> Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen		<input checked="" type="checkbox"/> Siehe Anhang Patentfamilie	
* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen : "A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist "E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist "L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt) "O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht "P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist		"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist "X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung, die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden "Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung, die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist "&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist	
Datum des Abschlusses der internationalen Recherche  <b>23.Mai 1997</b>		Absenddatum des internationalen Recherchenberichts  <b>1 0. 06. 97</b>	
Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+ 31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax (+ 31-70) 340-3016		Bevollmächtigter Bediensteter  <b>Scriven, P</b>	

Formblatt PCT/ISA/210 (Blatt 2) (Juli 1992)

C.(Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
Kategorie	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	PATENT ABSTRACTS OF JAPAN vol. 017, no. 508 (E-1431), 13.September 1993 & JP 05 130071 A (MATSUSHITA), 25.Mai 1993, siehe Zusammenfassung ---	1,7
A	EP 0 405 676 A (PHILIPS) 2.Januar 1991 siehe Abbildung 1 ---	2,3
A	GB 2 137 836 A (MULTITONE ELECTRONICS) 10.Oktober 1984 siehe Spalte 3, Zeile 30 - Zeile 49 siehe Spalte 5, Zeile 40 - Zeile 45 ---	1,7
A	DE 33 24 311 A (TELEFUNKEN) 17.Januar 1985 siehe Seite 4, Zeile 1 - Zeile 12 siehe Seite 6, Zeile 5 - Zeile 16 -----	1,7

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/IB 97/00181

Im Recherchenbericht angeführtes Patendokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
EP 0141466 A	15-05-85	NL 8303819 A	03-06-85
		AU 3511984 A	16-05-85
		BR 8405628 A	10-09-85
		JP 60113557 A	20-06-85
DE 2508540 A	09-09-76	CH 600707 A	30-06-78
FR 2308245 A	12-11-76	CH 584490 A	31-01-77
		DE 2520448 A	11-11-76
		GB 1546506 A	23-05-79
		JP 51127662 A	06-11-76
		NL 7603937 A	19-10-76
		US 4137505 A	30-01-79
EP 0405676 A	02-01-91	GB 2233535 A	09-01-91
		DE 69030216 D	24-04-97
		JP 3038941 A	20-02-91
		US 5197085 A	23-03-93
GB 2137836 A	10-10-84	US 4580101 A	01-04-86
DE 3324311 A	17-01-85	DE 3471565 A	30-06-88
		EP 0133892 A	13-03-85
		HK 10090 A	16-02-90
		JP 1005502 B	31-01-89
		JP 1523271 C	12-10-89
		JP 60084053 A	13-05-85
		US 4649551 A	10-03-87

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**